

(51) 国際特許分類6  
H04L 27/22

A1

(11) 国際公開番号

WO00/39976

(43) 国際公開日

2000年7月6日(06.07.00)

(21) 国際出願番号

PCT/JP98/05941

(22) 国際出願日

1998年12月25日(25.12.98)

(71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について)

三洋電機株式会社(SANYO ELECTRIC CO., LTD.)(JP/JP)  
〒570-0083 大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号 Osaka, (JP)

(72) 発明者; および

(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ)

飯沼敏範(IINUMA, Toshinori)(JP/JP)  
〒503-0100 岐阜県安八郡神戸町1157 Gifu, (JP)

(74) 代理人

弁理士 中島司朗(NAKAJIMA, Shiro)  
〒531-0072 大阪府大阪市北区豊崎三丁目2番1号  
淀川5番館6F Osaka, (JP)

(81) 指定国 AU, CN, ID, IN, SG, US, 欧州特許 (DE, FR, GB)

添付公開書類

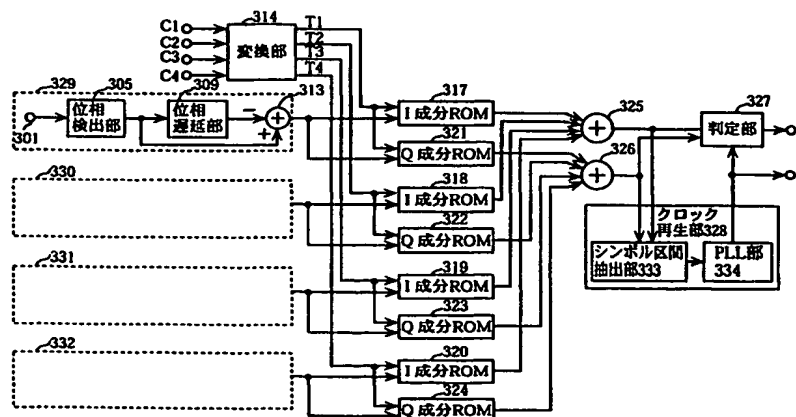
国際調査報告書

(54)Title: DIVERSITY RECEIVER FREE FROM DECODING ERROR, AND CLOCK REGENERATION CIRCUIT FOR DIVERSITY RECEIVER

(54)発明の名称 復号の判定誤りを防止したダイバーシチ受信装置及び復号の判定誤りを防止するダイバーシチ受信装置に用いるためのクロック再生回路

## (57) Abstract

A diversity receiver, in which signals received through a plurality of different paths are weighted with combining coefficients according to their amplitudes and then combined together, and symbol sections are extracted on the basis of the resultant signal to regenerate the clock signal for determining symbols. The diversity receiver comprises a converter (314) for multiplying the combining coefficients by a fixed factor if all the coefficients are determined to be lower than a predetermined threshold value. Using the multiplied coefficients, the received signals are combined through I-component ROMs (317-320), Q-component ROMs (321-324), I-component adder (325) and a Q-component adder (326).



305 ... PHASE DETECTOR

309 ... PHASE DELAY

314 ... CONVERTER

317 ... I-COMPONENT ROM

318 ... I-COMPONENT ROM

319 ... I-COMPONENT ROM

320 ... I-COMPONENT ROM

321 ... Q-COMPONENT ROM

322 ... Q-COMPONENT ROM

323 ... Q-COMPONENT ROM

324 ... Q-COMPONENT ROM

327 ... DECISION

328 ... CLOCK REGENERATION

333 ... SYMBOL SECTION EXTRACTOR

334 ... PLL

本発明のダイバーシチ受信装置は、複数の受信系統毎の受信信号をそれぞれの振幅成分に応じた合成係数で重み付けして合成し、合成された受信信号を基にシンボル区間を抽出してシンボル判定のためのクロックを再生するダイバーシチ受信装置であって、合成係数の全てが所定のしきい値より低いと判定した場合に合成係数を一律に増倍する変換部 314 と、増倍された合成係数を用いて受信信号を合成する I 成分 ROM 317 ~ 320、Q 成分 ROM 321 ~ 324、I 成分加算器 325、Q 成分加算器 326 とを備える。

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第一頁に掲載されたPCT加盟国を同定するために使用されるコード(参考情報)

AE	アラブ首長国連邦	DM	ドミニカ	KZ	カザフスタン	RU	ロシア
AG	アンティグア・バーブーダ	DZ	アルジェリア	LC	セントルシア	SD	スーダン
AL	アルバニア	EE	エストニア	LI	リヒテンシュタイン	SE	スウェーデン
AM	アルメニア	ES	スペイン	LK	スリ・ランカ	SG	シンガポール
AT	オーストリア	FI	フィンランド	LR	リベリア	SI	スロヴェニア
AU	オーストラリア	FR	フランス	LS	レソト	SK	スロヴァキア
AZ	アゼルバイジャン	GA	ガボン	LT	リトアニア	SL	シエラ・レオネ
BA	ボスニア・ヘルツェゴビナ	GB	英国	LU	ルクセンブルグ	SN	セネガル
BB	バルバドス	GD	グレナダ	LV	ラトヴィア	SZ	スワジランド
BE	ベルギー	GE	グルジア	MA	モロッコ	TD	チャード
BF	ブルキナ・ファソ	GH	ガーナ	MC	モナコ	TG	トーゴ
BG	ブルガリア	GM	ガンビア	MD	モルドヴァ	TJ	タジキスタン
BJ	ベナン	GN	ギニア	MG	マダガスカル	TM	トルクメニスタン
BR	ブラジル	GR	ギリシャ	MK	マケドニア旧ユーゴスラヴィア	TR	トルコ
BY	ベラルーシ	GW	ギニア・ビサウ		共和国	TT	トリニダード・トバゴ
CA	カナダ	HR	クロアチア	ML	マリ	TZ	タンザニア
CF	中央アフリカ	HU	ハンガリー	MN	モンゴル	UA	ウクライナ
CG	コンゴ	ID	インドネシア	MR	モーリタニア	UG	ウガンダ
CH	スイス	IE	アイルランド	MW	マラウイ	US	米国
CI	コートジボアール	IL	イスラエル	MX	メキシコ	UZ	ウズベキスタン
CM	カメルーン	IN	インド	MZ	モザンビーク	VN	ヴェトナム
CN	中国	IS	アイスランド	NE	ニジェール	YU	ユーゴスラヴィア
CR	コスタ・リカ	IT	イタリア	NL	オランダ	ZA	南アフリカ共和国
CU	キューバ	JP	日本	NO	ノールウェー	ZW	ジンバブエ
CY	キプロス	KE	ケニア	NZ	ニュージーランド		
CZ	チェコ	KG	キルギスタン	PL	ポーランド		
DE	ドイツ	KP	北朝鮮	PT	ポルトガル		
DK	デンマーク	KR	韓国	RO	ルーマニア		

## 明 細 書

復号の判定誤りを防止したダイバーシチ受信装置及び復号の判定誤りを防止するダイバーシチ装置に用いるためのクロック再生回路

## 5 技術分野

本発明は、無線通信機器に用いられるダイバーシチ受信装置及びダイバーシチ受信装置に用いられるクロック再生回路に関する。

## 背景技術

- 10 従来、デジタル方式の無線通信機器は、情報に相当するベースバンド信号で搬送波を変調することによって情報の伝送を行う。このようなデジタル変調方式としては、ベースバンド信号に応じて搬送波信号の振幅を変化させる振幅変調方式 (ASK:Amplitude Shift Keying)、搬送波の周波数を変化させる周波数変調方式 (FSK:Frequency Shift)、搬送波の位相を変化させる位相変調方式 (PSK:Phase Shift Keying)、搬送波の振幅及び位相をそれぞれ独立して変化させる直交振幅変調方式 (QAM:Quadrature Amplitude Modulation) などの各種方式がある。
- 15

- これらのデジタル変調方式によって変調された信号を受信する受信側の無線通信機器は、変調と逆の処理を行って情報を復調する。このようなデジタル変復調方式は、移動通信等に適用した場合、電波の反射や散乱などの影響で受信レベルが激しく変動するフェージング現象によって受信性能が著しく劣化することが知られている。フェージングによる受信レベル低下を補う有効な方法として、同じ信号を複数の受信系を用いて受信し、受信された複数の受信信号を合成することによって高品質の受信信号を作り出すダイバーシチ受信方式が実用化されている。
- 20

- 25 ダイバーシチ受信方式には、各受信系の中で最大受信レベルの受信信号を選択して復調を行う選択合成方式、各受信系の信号を等レベルで合成して復調を行う等利得合成方式、各受信系の信号を受信レベルに比例した重み付けを行った後合成して復調を行う最大比合成方式がある。

この中で最大比合成方式は、受信レベルがより大きい、すなわち、雑音の影響

がより小さい信号ほど大きい重み付けをして合成するので、各受信信号を効果的に合成できる。

以下に最大比合成方式を用いたダイバーシチ受信装置について説明する。

図8は、最大比合成方式のダイバーシチ受信装置の構成図である。

- 5      このダイバーシチ受信装置は、QPSKにより変調された送信データを受信して、QPSK復調と最大比合成とを施すことによってデータを復号する受信装置である。

- 10      ここにおいてQPSKとは、2ビットのベースバンド信号に応じて直交する2つの搬送波をそれぞれ位相変調し、変調結果の2つの変調信号を加算して送信することにより2ビット4値の伝送を行う方式である。受信装置側においては、このQPSK変調と逆の操作を行うことにより1シンボル毎に2ビット4値のデータを得る。

- 15      同図においてダイバーシチ受信装置は、位相復調部329～332、I成分ROM317～320、Q成分ROM321～324、I成分加算器325、Q成分加算器326、判定部327及びクロック再生部328から構成される。

位相復調部329～332は、受信された受信信号の位相とその1シンボル前の位相との位相差分を検出して、位相データ $\theta_k$  ( $k=1,2,3,4$ )として出力する。ここで $k=1, 2, 3, 4$ はそれぞれ位相復調部329、330、331、332に対応している。

- 20      詳しくは、位相復調部329は、入力端子301、位相検出部305、位相遅延部309、位相加算部313から構成され、PSK (Phase Shift Keying) 変調方式に対応した位相検波型の遅延検波器を構成している。

入力端子301は、A/D変換器やリミタなどでデジタル化された受信信号が本装置に入力される端子である。

- 25      位相検出部305は、入力端子301に入力された受信信号と図示されていない局部発振器との位相比較を行うことによって、デジタル化された検出位相を出力する。すなわち、位相検出部305は、受信信号の位相成分のみを検出し、受信信号の振幅成分を必要としないため、ここでの線形増幅器は必要なくなる。

位相遅延部309は、位相検出部305からの検出位相を1シンボル時間だけ

遅延されて、遅延位相として出力する。

位相加算部 313 は、前記検出位相と遅延位相との位相差分を算出し、位相データ  $\theta_1$  として出力する。

5 位相復調部 330～332 についても、位相復調部 329 と同様の内部構成によって位相データ  $\theta_2 \sim \theta_4$  を出力する。

I 成分 ROM 317～320 及び Q 成分 ROM 321～324 は、それぞれ位相復調部 329～332 に対応して設けられ、合成係数  $R_k$  ( $k=1,2,3,4$ ) と位相データ  $\theta_k$  ( $k=1,2,3,4$ ) とから合成係数  $R_k$  で重み付けられた同相成分の受信信号  $R_k^2 \cdot \cos \theta_k$  ( $k=1,2,3,4$ ) と合成係数  $R_k$  で重み付けられた直交成分の受信信号  $R_k^2 \cdot \sin \theta_k$  ( $k=1,2,3,4$ ) とを出力する。ここで合成係数とは、位相復調部 239～332 内の高周波受信部 (図外) によって検出された受信レベル (RSSI: Received Signal Strength Indicator) を表す信号である。

詳しくは、I 成分 ROM 317～320 は、合成係数  $R_k$  ( $k=1,2,3,4$ ) の取り得る値と位相データ  $\theta_k$  ( $k=1,2,3,4$ ) の取り得る値との全ての組合せについて、同相成分の受信信号  $R_k^2 \cdot \cos \theta_k$  ( $k=1,2,3,4$ ) を予め記憶している。  $R_k$  及び  $\theta_k$  はそれぞれ 8 ビットからなるので、I 成分 ROM 317～320 は  $2^8$  通りの  $R_k$  と  $2^8$  通りの  $\theta_k$  との全ての組合せ、すなわち、 $2^{16}$  通りの  $R_k^2 \cdot \cos \theta_k$  を記憶している。I 成分 ROM 317～320 は、合成係数  $R_k$  と位相加算部 313～316 からの位相データ  $\theta_k$  がそれぞれ入力されると、それらの組合せに該当する  $R_k^2 \cdot \cos \theta_k$  を出力する。

同様に、Q 成分 ROM 321～324 は、合成係数  $R_k$  ( $k=1,2,3,4$ ) の取り得る値と位相データ  $\theta_k$  ( $k=1,2,3,4$ ) の取り得る値との全ての組合せについて、直交成分の受信信号  $R_k^2 \cdot \sin \theta_k$  ( $k=1,2,3,4$ ) を予め記憶している。Q 成分 ROM 321～324 は  $2^8$  通りの  $R_k$  と  $2^8$  通りの  $\theta_k$  との全ての組合せ、すなわち、 $2^{16}$  通りの  $R_k^2 \cdot \sin \theta_k$  を記憶している。Q 成分 ROM 321～324 は、合成係数  $R_k$  と位相加算部 313～316 からの位相データ  $\theta_k$  がそれぞれ入力されると、それらの組合せに該当する  $R_k^2 \cdot \sin \theta_k$  を出力する。

I 成分加算器 325 は、I 成分 ROM 317～320 から出力される重み付けられた同相成分の受信信号  $R_k^2 \cdot \cos \theta_k$  ( $k=1,2,3,4$ ) を合成して同相成分の合

成受信信号を出力する。

Q成分加算器326は、Q成分ROM321～324から出力される重み付けられた直交成分の受信信号 $Rk^2 \cdot \sin \theta k$  ( $k=1, 2, 3, 4$ ) を合成して直交成分の合成受信信号を出力する。

- 5      クロック再生部328は、I成分加算器325及びQ成分加算器326より出力される同相成分及び直交成分の合成受信信号に基づいてシンボル区間の抽出を行い、抽出したシンボル区間に基づいて判定部327の判定タイミングの基準と成るクロックを再生する。

- 10      判定部327は、クロック再生部328からのクロックに同期してI成分加算器325及びQ成分加算器326から出力される同相成分及び直交成分の合成受信信号についてそれぞれ正負判定することによって2ビット4値のデータを出力する。

以上のようにして従来の最大比合成方式によるダイバーシチ受信装置は受信信号からデータを復号する。

- 15      ところで従来のダイバーシチ受信装置においては、クロック再生部328においてシンボル区間の抽出時点が大きくずれる場合がある。この場合クロック再生部328は、クロックの再生もずれて再生することとなり、クロックに同期して判定を行う判定部327は、理想的な判定タイミングからずれたタイミングで判定を行うことになるので判定誤りを起こす結果となる。

20

#### 発明の開示

上記課題を解決するため本発明は、クロック再生部においてシンボル区間抽出のずれを防ぐことにより判定部による判定誤りを防ぐダイバーシチ受信装置及びダイバーシチ受信装置に用いるクロック再生回路を提供することを目的とする。

- 25      上記目的を達成するため、本発明に係るダイバーシチ受信装置は、複数の受信システム毎の受信信号をそれぞれの振幅成分に応じた合成係数で重み付けして合成し、合成された受信信号を基にシンボル区間を抽出してシンボル判定のためのクロックを再生するダイバーシチ受信装置にであって、合成係数の全てが所定のしきい値より低いかなかを判定する判定手段と、前記判定手段により低いと判定され

た場合に前記合成係数を一律に増倍する増倍手段と、前記増倍された合成係数を用いて受信信号を合成する合成手段とを備える

この構成によれば、合成係数の全てが所定のしきい値より低い場合には合成係数が一律に増倍されるので、合成された受信信号のダイナミックレンジが拡大する。このため本ダイバーシチ受信装置は、合成された受信信号を基にシンボル区間を抽出する際、抽出タイミングとなる0クロス点の検出精度が高くなり、シンボル抽出のずれが防止されるので、クロック再生のずれも防止され、そのクロックに同期してシンボル判定を行う際の判定誤りも防止されるという効果がある。

前記合成係数は、受信系統毎に得られる受信電界強度と、受信系統毎に得られる受信信号の確からしさを表すパラメータとの何れかであることを特徴とする。

この構成によれば、本発明のダイバーシチ受信装置は、合成係数として受信電界強度及び受信信号の確からしさを表すパラメータとの何れかを用いることができる。

また前記増倍手段は、前記判定手段により前記合成係数の全てが前記しきい値より低いと判定された場合に全ての合成係数に定数を乗算する。

この構成によれば本発明のダイバーシチ受信装置は、汎用的な乗算器を使用する必要がなく、定数倍のみを行う乗算器で合成係数を増倍することができるので、ハードウェア規模が小さくて済むという効果がある。

また前記しきい値と前記定数とは互いに反比例の関係にあることを特徴とする。

この構成によれば本発明のダイバーシチ受信装置は、増倍手段によって合成係数を一律に前記定数で増倍した場合に合成係数のフルレンジを越えることがない。

また前記合成係数は所定のビット数で表され、 $n$ を1以上であって所定のビット数を越えない整数とするとき、前記しきい値は前記所定ビット数で表される最大値の2の $n$ 乗分の1であり、前記定数は2の $n$ 乗であることを特徴とする。

この構成によれば本発明のダイバーシチ受信装置は、合成係数を増倍するための乗算器をシフタによって簡単に構成することができる。

本発明に係るダイバーシチ受信装置は、複数の受信系統毎の受信信号をそれぞれ

れの振幅成分に応じた合成係数で重み付けして合成し、合成された受信信号を基にシンボル区間を抽出してシンボル判定のためのクロックを再生するダイバーシチ受信装置であって、合成係数の全てが所定のしきい値より低いかなんかを判定する判定手段と、前記判定手段により前記合成係数の全てが前記所定のしきい値より低いと判定された場合に前記合成係数を一律に増倍する増倍手段と、前記増倍された合成係数を用いて受信信号を合成する合成手段と、前記合成手段により合成された受信信号を用いて受信信号に同期したクロックを再生する再生手段とを備える。

この構成によれば、合成係数の全てが所定のしきい値より低い場合には合成係数が一律に増倍されるので、合成された受信信号のダイナミックレンジが拡大する。このため本ダイバーシチ受信装置は、合成された受信信号を基にシンボル区間を抽出する際、抽出タイミングとなる0クロス点の検出精度が高くなり、シンボル抽出のずれが防止されるので、クロック再生のずれも防止され、そのクロックに同期してシンボル判定を行う際の判定誤りも防止されるという効果がある。

本発明にかかるダイバーシチ受信装置は、複数の受信系統毎の受信信号をそれぞれの振幅成分に応じた合成係数で重み付けして合成し、合成された受信信号を基にシンボル判定のためのクロックを再生するダイバーシチ受信装置であって、合成係数の全てが所定のしきい値より低いかなんかを判定する判定手段と、前記判定手段により前記合成係数の全てが前記所定のしきい値より低いと判定された場合に前記合成係数を2倍にする増倍手段と、前記判定手段により前記2倍にされた合成係数全てが前記所定のしきい値より小さいと判定されなくなるまで、判定手段と乗算手段とを繰り返し動作させる制御手段と、前記判定手段により低くないと判定された時点における合成係数を用いて受信信号を合成する合成手段と、前記合成手段により合成された受信信号を用いて受信信号に同期したクロックを再生する再生手段とを備える。

この構成によれば本発明のダイバーシチ受信装置は、上記効果と同様の効果がある。

本発明に係るクロック再生回路は、複数の受信系統毎の受信信号をそれぞれの振幅成分に応じた合成係数で重み付けをして合成するダイバーシチ受信装置に用



いるクロック再生回路であって、前記合成係数の全てが所定のしきい値より低いか否かを判定する判定手段と、前記判定手段により低いと判定された場合に前記合成係数を増倍する増倍手段と、前記増倍された合成係数を用いて受信信号を合成する合成手段と、前記合成手段により合成された受信信号を用いて受信信号に同期したクロックを再生する再生手段とを備える。

この構成によれば、合成係数の全てが所定のしきい値より低い場合には合成係数が一律に増倍されるので、合成された受信信号のダイナミックレンジが拡大する。このため本クロック再生回路は、合成された受信信号を基にシンボル区間を抽出する際、抽出タイミングとなる0クロス点の検出精度が高くなり、シンボル抽出のずれが防止されるので、クロック再生のずれも防止されるという効果がある。

#### 図面の簡単な説明

第1図は、本発明の第1実施形態に係る最大比合成方式によるダイバーシチ受信装置を示す。

第2図は、変換部314のより詳細な構成を示すブロック図である。

第3図は、変換部314に入力される受信レベル $C_k$  ( $k=1, 2, 3, 4$ ) の値 (同図(a)) と、変換部314より出力される合成係数 $T_k$  ( $k=1, 2, 3, 4$ ) の値 (同図(b)) とを示すグラフである。

第4図は、判定部202のより詳細な構成を示すブロック図である。

第5図は、上記乗算器203～206それぞれのより詳細な構成を示すブロック図の一例である。

第6図は、第2実施形態における変換部314の処理内容を示すフローチャートである。

第7図は、QPSKにおける位相データのアイパターン (位相データを、変調位相ごとに同期をとって重ね書きしたもの) を示す図である。

第8図は、従来の最大比合成方式によるダイバーシチ受信装置を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

(第1実施形態)

図1は、本発明の第1実施形態に係る最大比合成方式によるダイバーシチ受信装置を示す図である。

- 5      本装置は、4つの受信系統で受信される受信信号それぞれの同相成分と直交成分について対応する受信レベル(RSSI:Received Signal Strength Indicator)(合成係数)で重み付けして合成し、その結果得られる同相成分の合成受信信号と直交成分の合成受信信号とを正負判定することにより2ビット4値の復号データを
- 10    得て出力する。本装置は、同相成分と直交成分の受信信号を受信レベルで重み付けする際、受信レベルのいずれもが所定のしきい値よりも低い場合には、受信レベルを一律に増倍して重み付けに用いる。また、本装置は、正負判定の際、同相成分及び直交成分の合成受信信号に基づいてシンボル区間を抽出し、シンボル区間に基づいて判定タイミングとなるクロック再生を行う。

- 上記を実現するため本装置は、変換部314、位相復調部329～332、I成分ROM317～320、Q成分ROM321～324、I成分加算器325、Q成分加算器326、判定部327及びクロック再生部328から構成される。
- 15    。

- 変換部314は、位相復調部239～332それぞれに対応する受信レベル $C_k$  ( $k=1,2,3,4$ )が入力されると、受信レベル $C_k$  ( $k=1,2,3,4$ )の何れもが所定のしきい値より低いかな否か(所定のしきい値を越える受信レベルが1つ以上あるか)を判定する。この判定の結果、受信レベル $C_k$  ( $k=1,2,3,4$ )の何れもが所定のしきい値より低い場合には、受信レベル $C_k$ を一律に増倍して合成係数 $T_k$ に変換して出力する。変換部314は、判定の結果、所定のしきい値を越える受信レベルが1つ以上ある場合には、受信レベル $C_k$  ( $k=1,2,3,4$ )を合成係数 $T_k$  ( $k=1,2,3,4$ )として出力する。ここにおいて変換部314に入力される受信レベルは、位相復調部239～332内の高周波受信部(図外)によって検出される信号であり、例えば8ビットで表されるデジタルデータである。また、一律に増倍するとは、4つの受信レベルに所定の倍率をかけることによって4つの受信レベルの値を相互の比を保ったまま増倍することを示す。
- 20
- 25

位相復調部 329～332 は、受信された受信信号の位相とその 1 シンボル前の位相との位相差分を検出して、位相データ  $\theta_k$  ( $k=1,2,3,4$ ) として出力する。ここで  $k=1, 2, 3, 4$  はそれぞれ位相復調部 329、330、331、332 に対応している。

- 5      詳しくは、位相復調部 329 は、入力端子 301、位相検出部 305、位相遅延部 309、位相加算部 313 から構成され、PSK (Phase Shift Keying) 変調方式に対応した位相検波型の遅延検波器を構成している。

入力端子 301 は、A/D 変換器やリミタなどでデジタル化された受信信号が本装置に入力される端子である。

- 10     位相検出部 305 は、入力端子 301 に入力された受信信号と図示されていない局部発振器との位相比較を行うことによって、デジタル化された検出位相を出力する。すなわち、位相検出部 305 は、受信信号の位相成分のみを検出し、受信信号の振幅成分を必要としないため、ここでの線形増幅器は必要なくなる。

- 15     位相遅延部 309 は、位相検出部 305 からの検出位相を 1 シンボル時間だけ遅延されて、遅延位相として出力する。

位相加算部 313 は、前記検出位相と遅延位相との位相差分を算出し、位相データ  $\theta_1$  として出力する。

位相復調部 330～332 についても、位相復調部 329 と同様の内部構成によって位相データ  $\theta_2 \sim \theta_4$  を出力する。

- 20     I 成分 ROM 317～320 及び Q 成分 ROM 321～324 は、それぞれ位相復調部 329～332 に対応して設けられ、合成係数  $T_k$  ( $k=1,2,3,4$ ) と位相データ  $\theta_k$  ( $k=1,2,3,4$ ) とから合成係数  $T_k$  で重み付けられた同相成分の受信信号  $T_k^2 \cdot \cos \theta_k$  ( $k=1,2,3,4$ ) と合成係数  $T_k$  で重み付けられた直交成分の受信信号  $T_k^2 \cdot \sin \theta_k$  ( $k=1,2,3,4$ ) とを出力する。

- 25     詳しくは、I 成分 ROM 317～320 は、合成係数  $T_k$  ( $k=1, 2, 3, 4$ ) の取り得る値と位相データ  $\theta_k$  ( $k=1, 2, 3, 4$ ) の取り得る値との全ての組合せについて、合成係数  $T_k$  ( $k=1,2,3,4$ ) で重み付けられた同相成分の受信信号  $T_k^2 \cdot \cos \theta_k$  ( $k=1, 2, 3, 4$ ) を予め記憶している。 $T_k$  及び  $\theta_k$  はそれぞれ 8 ビットからなるので、I 成分 ROM 317～320 は  $2^8$  通りの  $T_k$  と  $2^8$  通りの  $\theta_k$  との全て

の組合せ、すなわち、 $2^{16}$ 通りの前記演算結果を記憶している。I成分ROM317～320は、合成係数 $T_k$ と位相加算部313～316からの位相データ $\theta_k$ がそれぞれ入力されると、それらの組合せに該当する $T_k^2 \cdot \cos \theta_k$ を出力する。

- 5 同様に、Q成分ROM321～324は、合成係数 $T_k$  ( $k=1, 2, 3, 4$ )の取り得る値と位相データ $\theta_k$  ( $k=1, 2, 3, 4$ )の取り得る値との全ての組合せについて、合成係数 $T_k$  ( $k=1, 2, 3, 4$ )で重み付けられた直交成分の受信信号 $T_k^2 \cdot \sin \theta_k$  ( $k=1, 2, 3, 4$ )を予め記憶している。 $T_k$ 及び $\theta_k$ はそれぞれ8ビットからなるので、Q成分ROM321～324は $2^8$ 通りの $T_k$ と $2^8$ 通りの $\theta_k$ との全ての組合せ、すなわち、 $2^{16}$ 通りの前記演算結果を記憶している。Q成分ROM321
- 10 ～324は、合成係数 $T_k$ と位相加算部313～316からの位相データ $\theta_k$ がそれぞれ入力されると、それらの組合せに該当する $T_k^2 \cdot \sin \theta_k$ を出力する。

- I成分加算器325は、I成分ROM317～320から出力される重み付けられた同相成分の受信信号 $T_k^2 \cdot \cos \theta_k$  ( $k=1, 2, 3, 4$ )を合成して同相成分の合成受信信号を出力する。
- 15

Q成分加算器326は、Q成分ROM321～324から出力される重み付けられた直交成分の受信信号 $T_k^2 \cdot \sin \theta_k$  ( $k=1, 2, 3, 4$ )を合成して直交成分の合成受信信号を出力する。

- クロック再生部328は、シンボル区間抽出部333及びPLL (Phase Locked Loop) 部334から構成され、この構成によりI成分加算器325及びQ成分加算器326より出力される同相成分及び直交成分の合成信号に基づいて判定部327の判定タイミングの基準となるクロックを再生する。
- 20

- より詳しくは、シンボル区間抽出部333は、I成分加算器325及びQ成分加算器326より出力される同相成分及び直交成分の合成受信信号を基にシンボル区間を抽出する。シンボル区間抽出部333は、同相成分及び直交成分の合成受信信号の0クロス点を判定することによってシンボル区間を抽出する。
- 25

PLL部334は、シンボル区間抽出部333により抽出されたシンボル区間に基づいて判定部327の判定タイミングの基準となるクロックを再生する。

このようにクロック再生部328は、同相成分及び直交成分の合成受信信号に

基づいて受信信号に同期したクロックを再生する自己同期 (self-timing) 方式によってクロックを再生する。

判定部 3 2 7 は、クロック再生部 3 2 8 からのクロックに同期して I 成分加算器 3 2 5 及び Q 成分加算器 3 2 6 から出力される同相成分及び直交成分の合成受信信号についてそれぞれ正負判定することによって 2 ビット 4 値のデータを出力する。

判定部 3 2 7 において、判定誤りを起こす原因として、クロック再生部 3 2 8 より入力されるクロックのずれ (クロック位相誤差) がある。判定部 3 2 7 に入力されるクロックがずれると、判定部 3 2 7 は、理想的な判定タイミングからずれたタイミングで判定を行うこととなり、判定誤りの確率が増大するのである。

よって判定誤りを防止するためにはクロック再生部 3 2 8 においてクロック再生の精度を高くすることが要求される。クロック再生部 3 2 8 によるクロック再生の精度を高くするためには、シンボル区間抽出部 3 3 3 による合成受信信号に忠実なシンボル区間の抽出が要求される。シンボル区間抽出部 3 3 3 によるシンボル区間の抽出においては、入力される同相成分及び直交成分の合成受信信号のダイナミックレンジが大きいほど、合成受信信号の 0 クロス点の識別精度が高くなる。

この点に関し、本発明のダイバーシチ受信装置は、受信レベルの何れもが所定のしきい値より低い場合に受信レベルを一律に増倍し、その増倍された受信レベルを合成係数として用いるため、合成の結果得られる同相成分及び直交成分の合成受信信号のダイナミックレンジが損なわれることがない。

図 2 は変換部 3 1 4 のより詳細な構成を示すブロック図である。

変換部 3 1 4 は、判定部 2 0 2、乗算器 2 0 3 ~ 2 0 6 を備え、図 3 (a) (b) の例に示すように受信レベル  $C_k$  ( $k=1, 2, 3, 4$ ) のいずれもがしきい値よりも小さい場合には、それらを一律に定数  $N$  によって  $N$  倍するよう構成されている。ここでしきい値は、受信レベル  $C_k$  のフルレンジ ( $C_k$  の取り得る最大値) の  $1/4 \sim 1/8$  程度が望ましい。本実施形態のしきい値は受信レベル  $C_k$  のフルレンジの  $1/4$  としている。また、定数  $N$  は、1 以上の値であって、受信レベル  $C_k$  に対してしきい値と反比例する関係であればよく、本実施形態では 4 として

いる。このようにしきい値と定数 $N$ とが反比例の関係を有するようにすることで、受信レベル $C_k$ の定数 $N$ 倍された値が受信レベル $C_k$ のフルレンジを越えないようにしている。

判定部202は、4つの受信レベル $C_k$ が入力されると、それらがしきい値より  
5 低いかな否かを判定する。その結果、それらがいずれもしきい値より低い場合は、その旨を示す判定信号207を出力する。

乗算器203～206は、判定部202から判定信号207がそれぞれ入力されると、 $C_k$ に定数 $N$ を乗算した値を合成係数 $T_k$ として出力する。すなわち、 $T_k = C_k * N$  ( $k=1, 2, 3, 4$ ) である。乗算器203～206は、判定部202から判定信号207がそれぞれ入力されなかった場合には、受信レベル $C_k$ を合成係数 $T_k$ として出力する。  
10

図4は、判定部202のより詳細な構成を示すブロック図である。

判定部202は、比較回路401～404、AND回路405より構成される。

15 比較回路401～404は、しきい値と $C_k$  ( $k=1, 2, 3, 4$ ) との大小をそれぞれ比較し、しきい値 $> C_k$  であるとき、信号 $S_k$  ( $k=1, 2, 3, 4$ ) をAND回路405に出力する。

AND回路405は、信号 $S_k$  ( $k=1, 2, 3, 4$ ) 全てが入力されたとき、すなわち、 $C_k$ がいずれもしきい値より小さいとき、判定信号207を出力する。

20 図5は、上記乗算器203～206それぞれのより詳細な構成を示すブロック図の一例である。

乗算器203～206は、セクタ501～508を備え、入力される8ビットの $C_k$ の定数倍を実現するように構成される。

セクタ501～508はそれぞれ、判定部202からの判定信号207の入力がない場合は8個の入力端子Aに入力された信号をXから出力し、判定信号207の入力がある場合は入力端子Bに入力された信号をXから出力する。セクタ501～508の入力Aには、 $C_k$ を表す8ビット信号が並列に入力され、501が上位ビット、508が下位ビットである。セクタ501～506の入力Bには、 $C_k$ を表す8ビット信号各桁の2ビット下位の信号が入力され、セク  
25

タ 5 0 7、5 0 8には、0が入力される。これにより乗算器 2 0 3～2 0 6は、判定信号 2 0 7の入力がない場合  $T_k = C_k$  を出力し、判定信号 2 0 7の入力がある場合に  $T_k = C_k * 4$  を出力する。

- 5 以上のように構成された本発明の第 1 実施形態におけるダイバーシチ受信装置についてその動作を説明する。

図 3 (a) は、変換部 3 1 4 に、入力される受信レベル  $C_k$  ( $k=1, 2, 3, 4$ ) の値の一例をグラフで表している。同図において、縦軸は、合成係数のフルレンジを表し、フルレンジの  $1/4$  の値をしきい値としている。同図において受信レベル  $C_k$  は、いずれもしきい値より小さい。

- 10 変換部 3 1 4 にこれら  $C_k$  が入力されると、判定部 2 0 2 では、しきい値と受信レベル  $C_k$  との大小を比較する。比較した結果、受信レベル  $C_k$  はいずれもしきい値より小さいので、その旨を示す判定信号 2 0 7 を乗算器 2 0 3～2 0 6 に出力する。

- 15 乗算器 2 0 3～2 0 6 は、判定部 2 0 2 から判定信号 2 0 7 が入力されると、受信レベル  $C_k$  を上位桁に 2 ビットシフトする。こうして 4 ( $2^2$ ) 倍された合成係数  $T_k$  が出力される。図 3 (b) は、変換部 3 1 4 に図 3 (a) に示す受信レベル  $C_k$  が入力された場合に変換部 3 1 4 より出力される合成係数  $T_k$  の値を示すグラフである。

- 20 一方、位相復調部 3 2 9～3 3 2 は、受信信号が入力されると、受信信号の振幅成分を除外した位相成分を検出し、この位相と、遅延させた位相との位相差分から位相データ  $\theta_k$  ( $k=1, 2, 3, 4$ ) を出力する。

I 成分 ROM 3 1 7～3 2 0 及び Q 成分 ROM 3 2 1～3 2 4 は、上記の合成係数  $T_k$  と位相データ  $\theta_k$  とを入力されると  $T_k^2 \cdot \cos \theta_k$  及び  $T_k^2 \cdot \sin \theta_k$  を出力する。

- 25 I 成分加算器 3 2 5 及び Q 成分加算器 3 2 6 は、 $T_k^2 \cdot \cos \theta_k$  及び  $T_k^2 \cdot \sin \theta_k$  を合成して、結果の同相成分及び直交成分の合成受信信号をクロック再生部 3 2 8 と判定部 3 2 7 とに出力する。

ここにおいて同相成分及び直交成分の合成受信信号は  $T_k$  の値が小さいほどダイナミックレンジが減少し、クロック再生部 3 2 8 におけるシンボル区間の抽出

に悪影響を与えるのであるが、本装置においては、 $T_k$ が変換部314で増倍されているので $T_k^2 \cdot \cos \theta_k$  及び $T_k^2 \cdot \sin \theta_k$  のダイナミックレンジは損なわれることがなく、よって悪影響を与えることがない。

判定部327は、クロック再生部328によって精度高く再生されるクロック  
5 に基づいて同相成分及び直交成分の合成受信信号の正負判定を行って、結果を復号データとして出力する。

#### (第2実施形態)

本実施形態におけるダイバーシチ受信装置の概略構成は、図1と同様であるが、変換部314の内部構成が異なっている。異なる点は、変換部314が、マイ  
10 クロプロセッサまたはDSP (Digital Signal Processor)により構成されている点である。

図6は、本実施形態における変換部314の処理内容を示すフローチャートである。

変換部314は、入力される4つの受信レベル $C_k$  ( $k=1,2,3,4$ )のうち、最も  
15 値の大きい信号値をレジスタAに格納する(ステップ601)。変数Nには、初期値0を代入しておく(ステップ602)。次に、レジスタAの値としきい値(ここではフルレンジの $1/2$ )との大小を比較して、比較の結果レジスタAの値がしきい値より大きい場合(ステップ603: YES)、ステップ606の処理をして終了する。比較の結果レジスタAの値がしきい値以下のときは(ステップ  
20 603: NO)、まず、変数Nに1増加した値を変数Nに格納し(ステップ604)、次に、レジスタAの値に2をかけた値をレジスタAに格納し、再びステップ603の判定へ戻る。このように、レジスタAの値がしきい値を越えるまで、ステップ603~605の処理を繰り返す。レジスタAの値がしきい値を越えたとき(ステップ603: YES)、各受信レベルについて $C_k * 2^N$  ( $k=1,2,3,4$ )  
25 を計算し、その値を合成係数 $T_k$  ( $k=1,2,3,4$ )とする。

なお、第1、2実施形態では、受信レベル $C_k$ は、受信レベル(RSSI)信号としているが、受信レベル信号の代わりに、受信信号の確からしさを表すパラメータ(乖離量)を使用してもよい。

図7は、QPSKにおける位相データのアイパターン(位相データを、変調位相



ごとに同期をとって重ね書きしたもの)を示している。乖離量 $L_1$ 、 $L_2$ とは、各位相データにおける判定点の理想判定点に対する尤度をいい、乖離量が大きいほど理想的な信号、即ち、その受信信号に含まれる干渉波の割合が少ないことを意味する。

- 5     以上のようにして本発明のダイバーシチ受信装置は、変換部314が受信レベル $C_k$ の値のいずれもがしきい値より小さいと判定した場合に、受信レベル $C_k$ の値を一律に増倍してその値を合成係数 $T_k$ として出力する。これによりI成分ROM317～320、Q成分ROM321～324、I成分加算器325、Q成分加算器326を介して出力される同相成分及び直交成分の合成受信信号はダイ
- 10   イナミックレンジが損なわれることなくクロック再生部328に出力されることとなる。シンボル区間抽出部333は、ダイナミックレンジの拡大された同相成分及び直交成分の合成受信信号に基づいて精度高くシンボル区間を抽出することができ、PLL部334はそのシンボル区間に基づいて精度の高い、つまり元の受信信号に精度高く同期したクロックを再生する。その結果判定部327は、精
- 15   度高いクロックに基づいてより理想的な判定タイミングで判定を行うため判定誤りの確率が低くなる。

#### 産業上の利用可能性

- 20   本発明のダイバーシチ受信装置は、受信レベルが低い場合にもクロック再生部におけるクロック再生のずれを防止することにより判定部における判定誤りを防止するので、フェージング現象等によって受信レベルの劣化が起りやすい移動体通信機に有用である。

## 請 求 の 範 囲

1. 複数の受信系統毎の受信信号をそれぞれの振幅成分に応じた合成係数で重み付けして合成し、合成された受信信号を基にシンボル区間を抽出してシンボル判定のためのクロックを再生するダイバーシチ受信装置において、
- 5      合成係数の全てが所定のしきい値より低いかな否かを判定する判定手段と、  
前記判定手段により低いと判定された場合に前記合成係数を一律に増倍する増倍手段と、  
前記増倍された合成係数を用いて受信信号を合成する合成手段と  
を備えることを特徴とするダイバーシチ受信装置。
- 10
2. 前記合成係数は、受信系統毎に得られる受信電界強度と、受信系統毎に得られる受信信号の確からしさを表すパラメータとの何れかであることを特徴とする請求の範囲第1項に記載のダイバーシチ受信装置。
- 15      3. 前記増倍手段は、  
前記判定手段により前記合成係数の全てが前記しきい値より低いと判定された場合に全ての合成係数に定数を乗算することを特徴とする請求の範囲第2項に記載のダイバーシチ受信装置。
- 20      4. 前記しきい値と前記定数とは互いに反比例の関係にある  
ことを特徴とする請求の範囲第3項に記載のダイバーシチ受信装置。
5. 前記合成係数は所定のビット数で表され、  
 $n$ を1以上であって所定のビット数を越えない整数とするとき、前記しきい値  
25      は前記所定ビット数で表される最大値の2の $n$ 乗分の1であり、前記定数は2の $n$ 乗である  
ことを特徴とする請求の範囲第4項に記載のダイバーシチ受信装置。
6. 複数の受信系統毎の受信信号をそれぞれの振幅成分に応じた合成係数で重み

付けして合成し、合成された受信信号を基にシンボル区間を抽出してシンボル判定のためのクロックを再生するダイバーシチ受信装置において、

合成係数の全てが所定のしきい値より低いかな否かを判定する判定手段と、

前記判定手段により低いと判定された場合に前記合成係数を一律に増倍する増

5 倍手段と、

前記増倍された合成係数を用いて受信信号を合成する合成手段と、

前記合成手段により合成された受信信号を用いて受信信号に同期したクロックを再生する再生手段と

を備えることを特徴とするダイバーシチ受信装置。

10

7. 前記合成係数は、受信系統毎に得られる受信電界強度と、受信系統毎に得られる受信信号の確からしさを表すパラメータとの何れかである

ことを特徴とする請求の範囲第6項に記載のダイバーシチ受信装置。

15 8. 前記増倍手段は、

前記判定手段により前記合成係数の全てが前記しきい値より低いと判定された場合に全ての合成係数に定数を乗算する

ことを特徴とする請求の範囲第7項に記載のダイバーシチ受信装置。

20 9. 前記しきい値と前記定数とは互いに反比例の関係にある

ことを特徴とする請求の範囲第8項に記載のダイバーシチ受信装置。

10. 前記合成係数は所定のビット数で表され、

$n$ を1以上であって所定のビット数を越えない整数とするとき、前記しきい値

25 は前記所定ビット数で表される最大値の2の $n$ 乗分の1であり、前記定数は2の $n$ 乗である

ことを特徴とする請求の範囲第9項に記載のダイバーシチ受信装置。

11. 複数の受信系統毎の受信信号をそれぞれの振幅成分に応じた合成係数で重

み付けして合成し、合成された受信信号を基にシンボル判定のためのクロックを再生するダイバーシチ受信装置において、

合成係数の全てが所定のしきい値より低いかなかを判定する判定手段と、

前記判定手段により低いと判定された場合に前記合成係数を2倍にする増倍手

5 段と、

前記合成係数全てが前記所定のしきい値より低いと判定されなくなるまで、判定手段と乗算手段とを繰り返し動作させる制御手段と、

前記判定手段により低くないと判定された時点における合成係数を用いて受信信号を合成する合成手段と、

10 前記合成手段により合成された受信信号を用いて受信信号に同期したクロックを再生する再生手段と

を備えることを特徴とするダイバーシチ受信装置。

1 2. 前記合成係数は、受信系統毎に得られる受信電界強度と、受信系統毎に得られる受信信号の確からしさを表すパラメータとの何れかである

15 ことを特徴とする請求の範囲第11に記載のダイバーシチ受信装置。

1 3. 複数の受信系統毎の受信信号をそれぞれの振幅成分に応じた合成係数で重み付けをして合成するダイバーシチ受信装置に用いるクロック再生回路であって

20 、

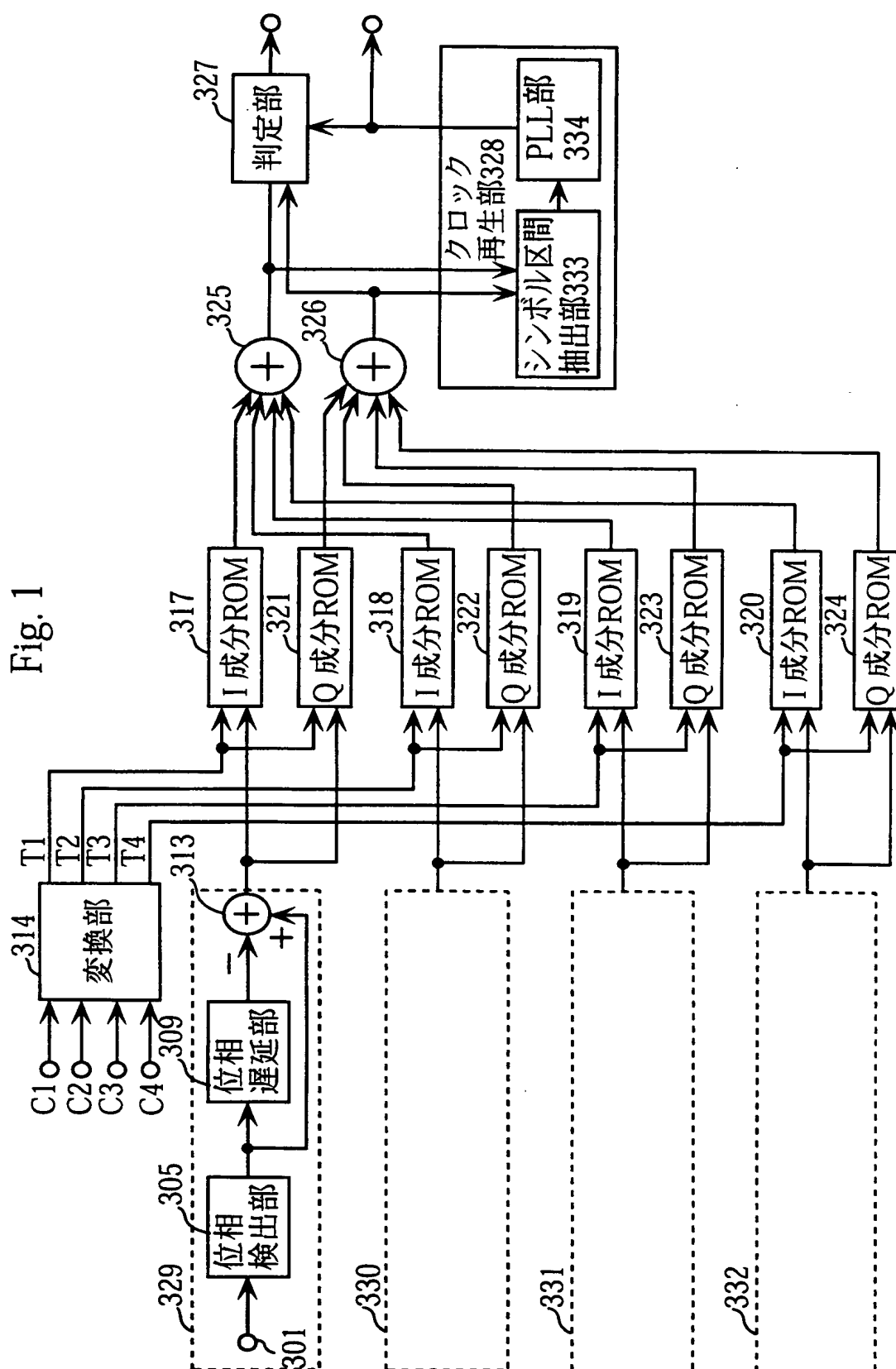
前記合成係数の全てが所定のしきい値より低いかなかを判定する判定手段と、

前記判定手段により低いと判定された場合に前記合成係数を増倍する増倍手段と、

前記増倍された合成係数を用いて受信信号を合成する合成手段と、

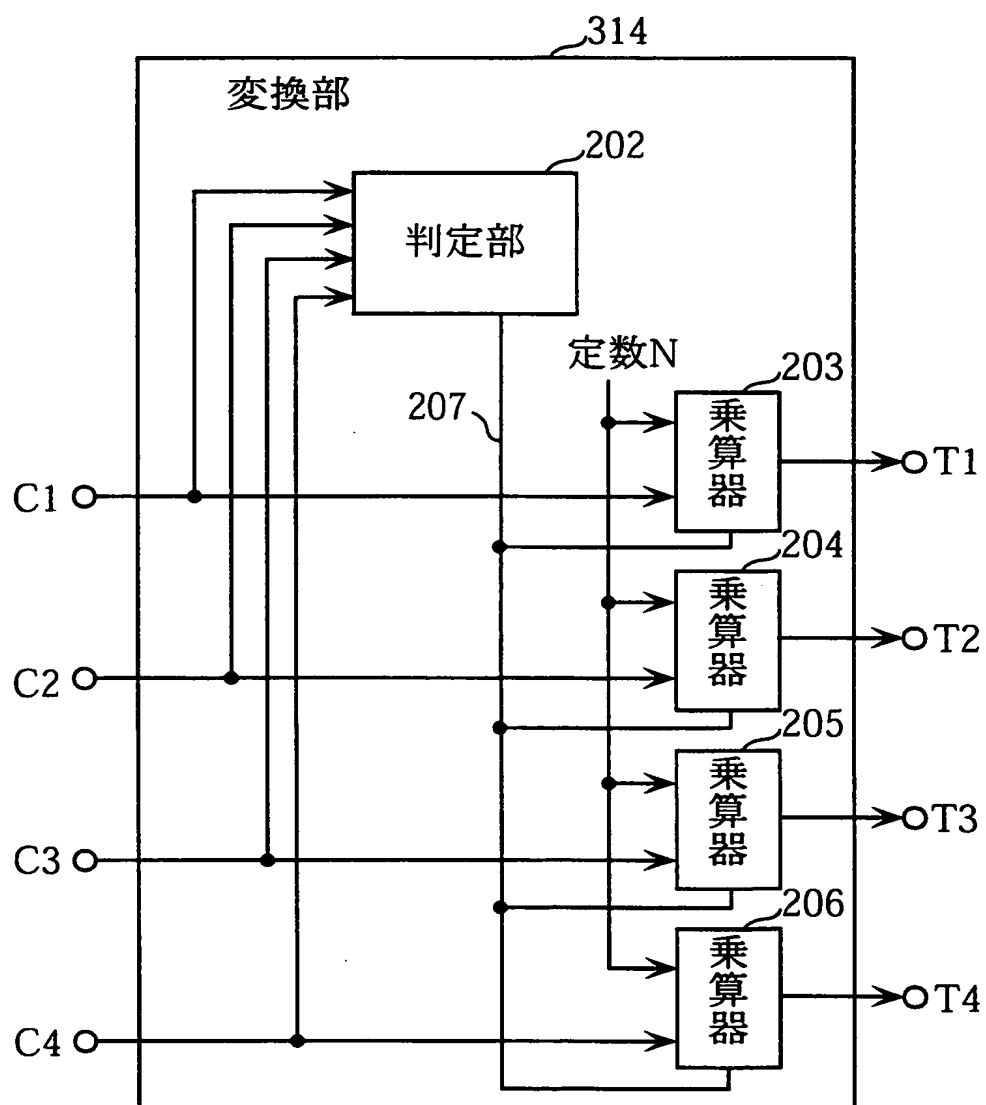
25 前記合成手段により合成された受信信号を用いて受信信号に同期したクロックを再生する再生手段と

を備えることを特徴とするクロック再生回路。



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

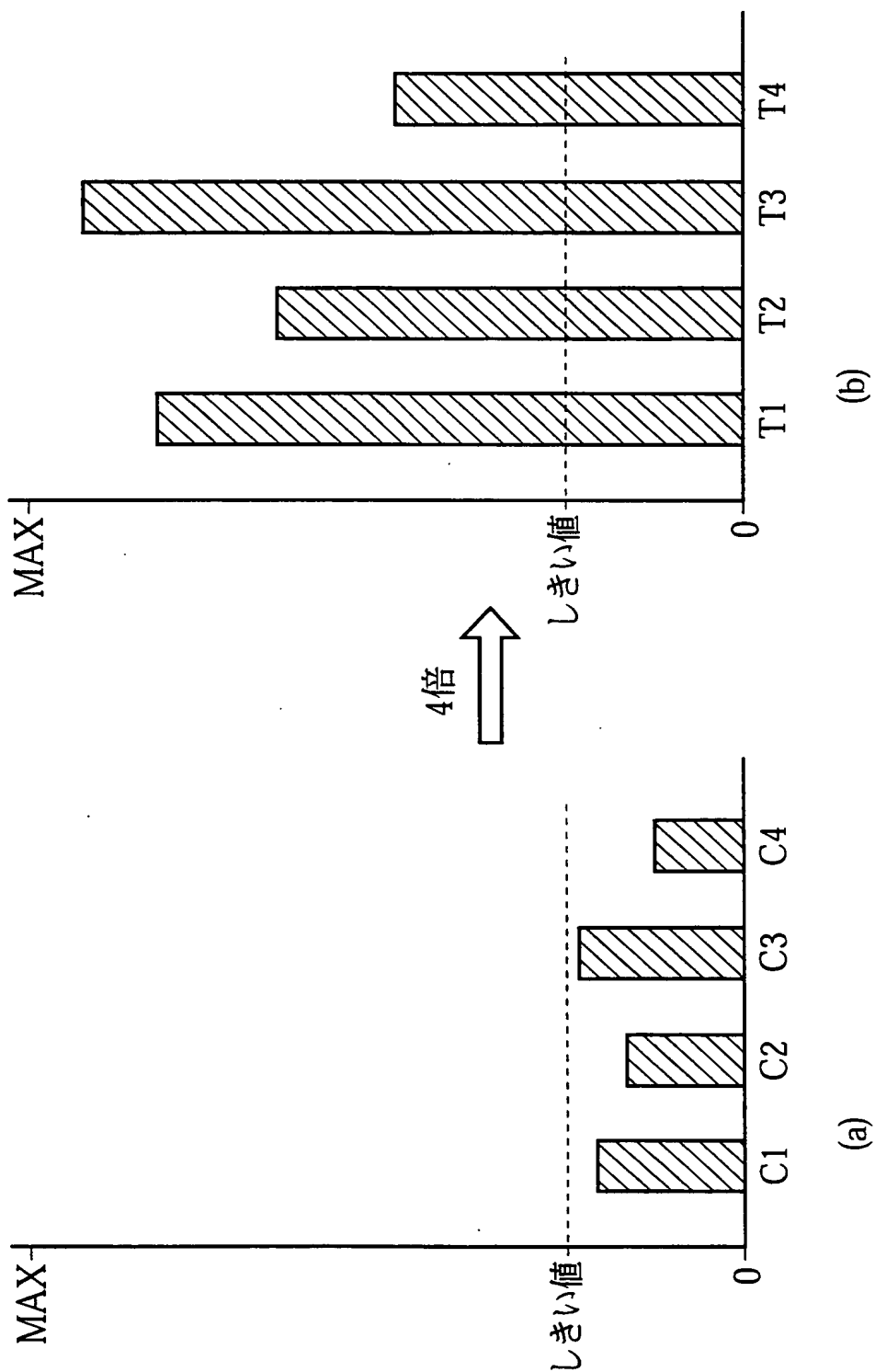
Fig. 2



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

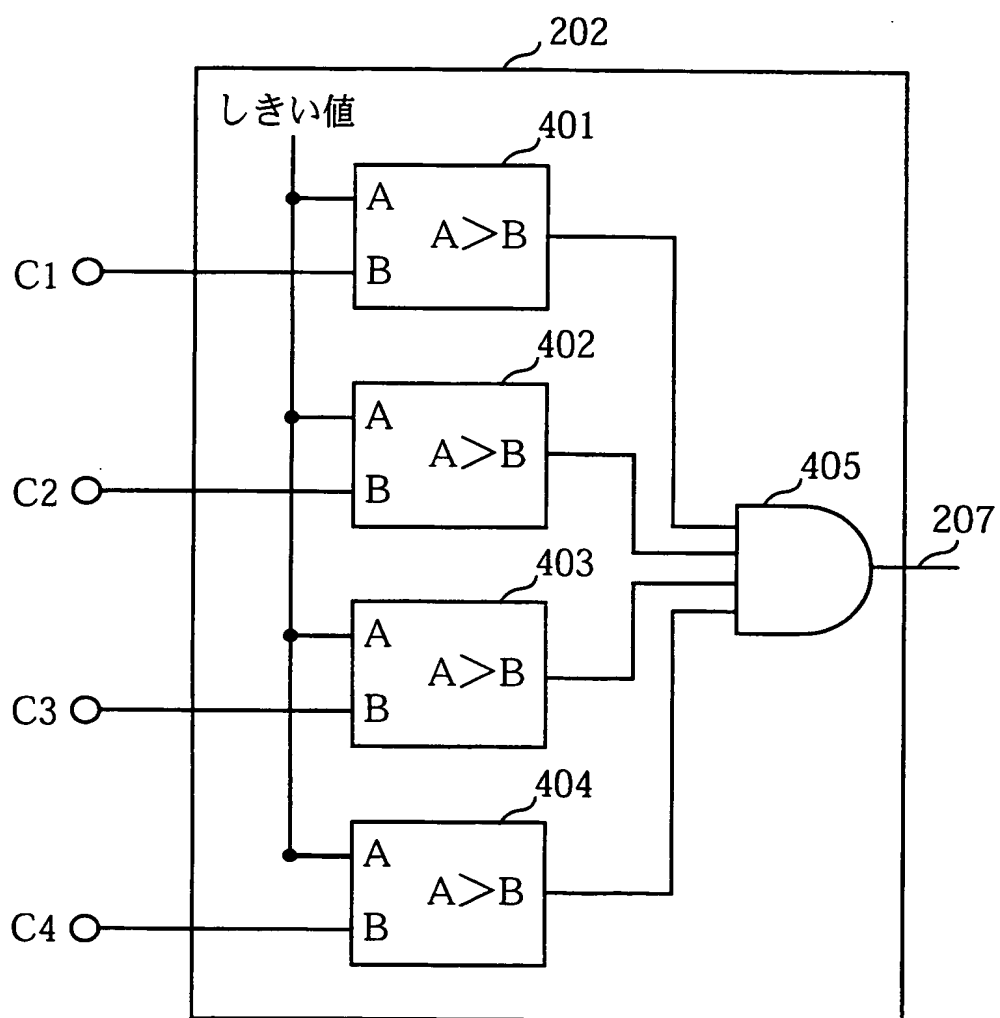


Fig. 3



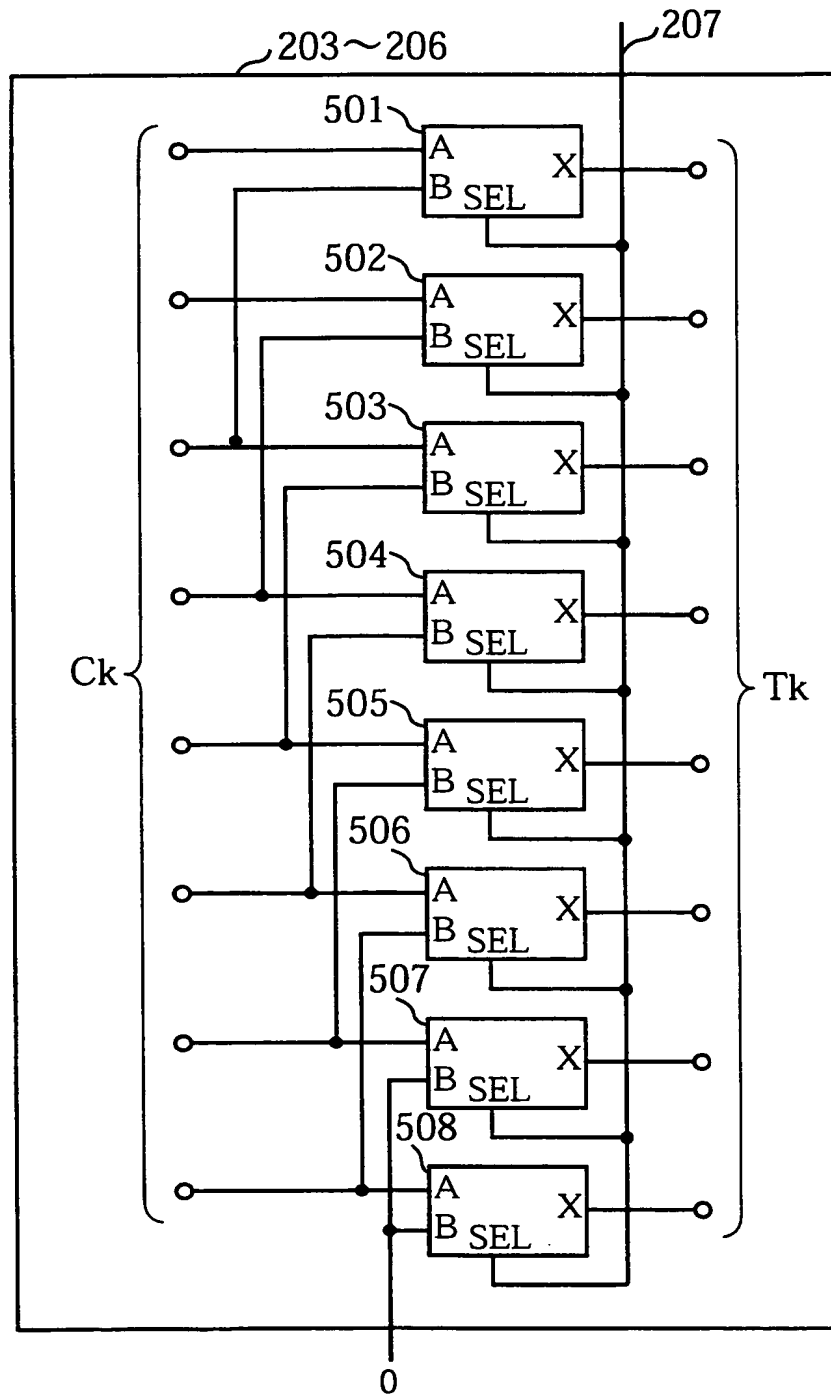
**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

Fig. 4



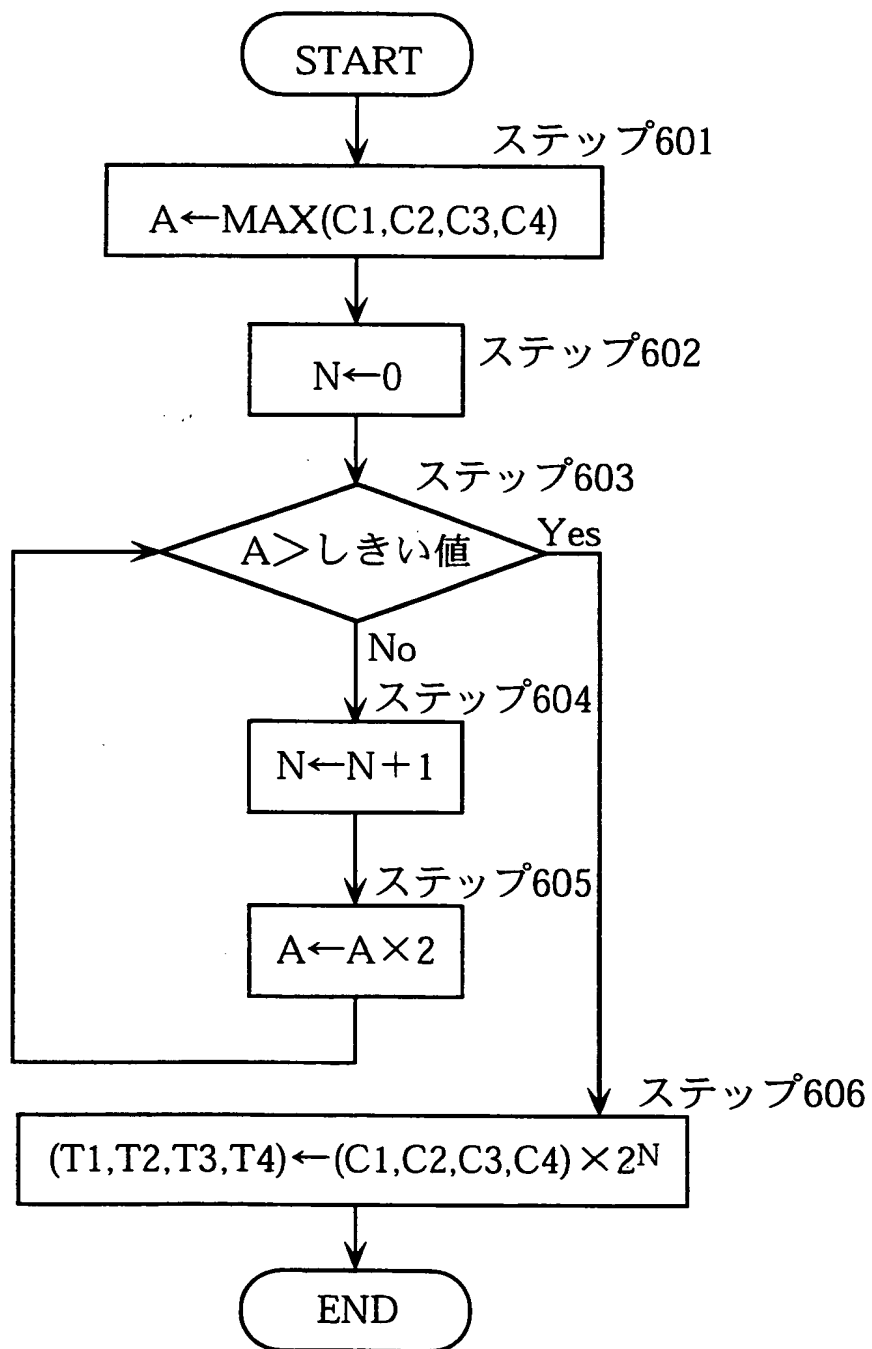
**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

Fig. 5



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

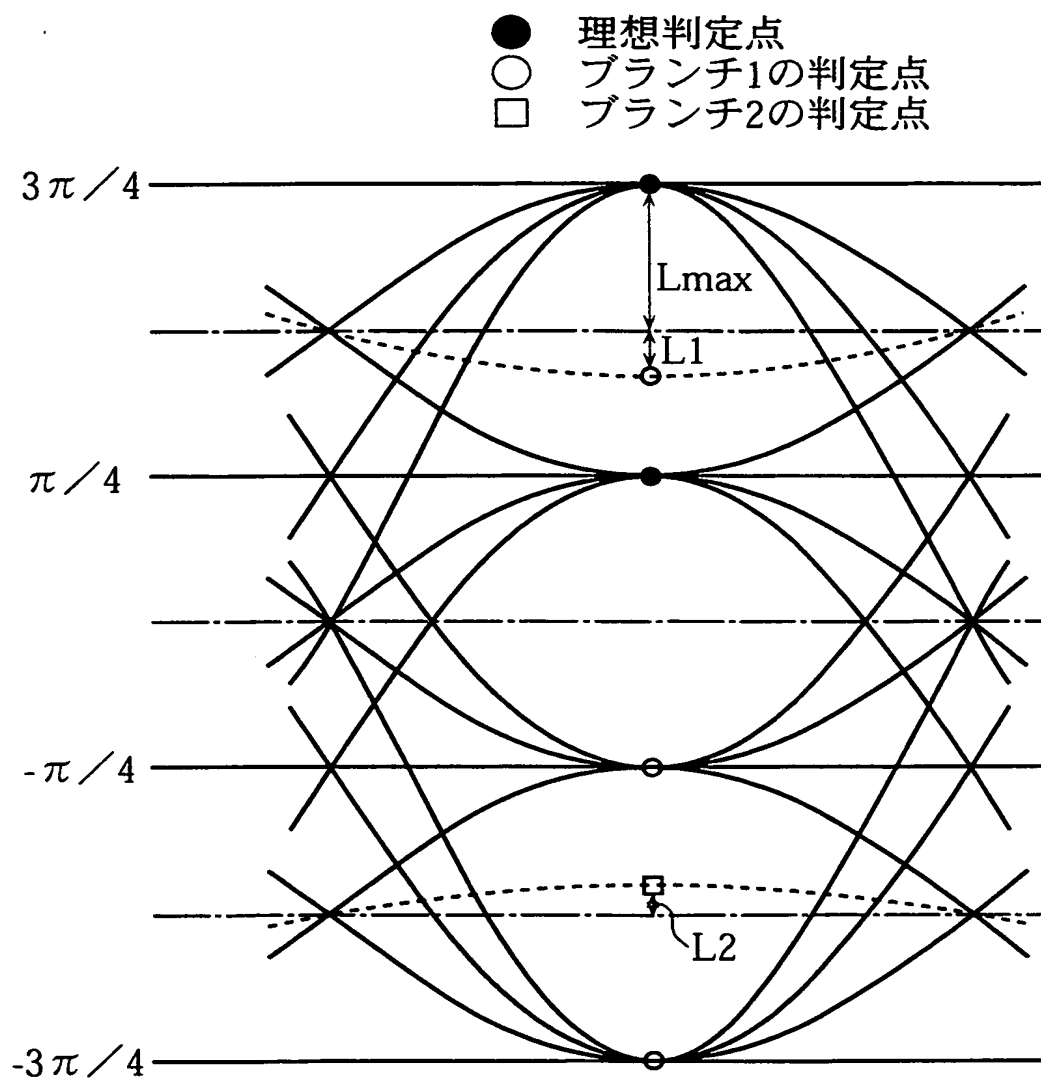
Fig. 6



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

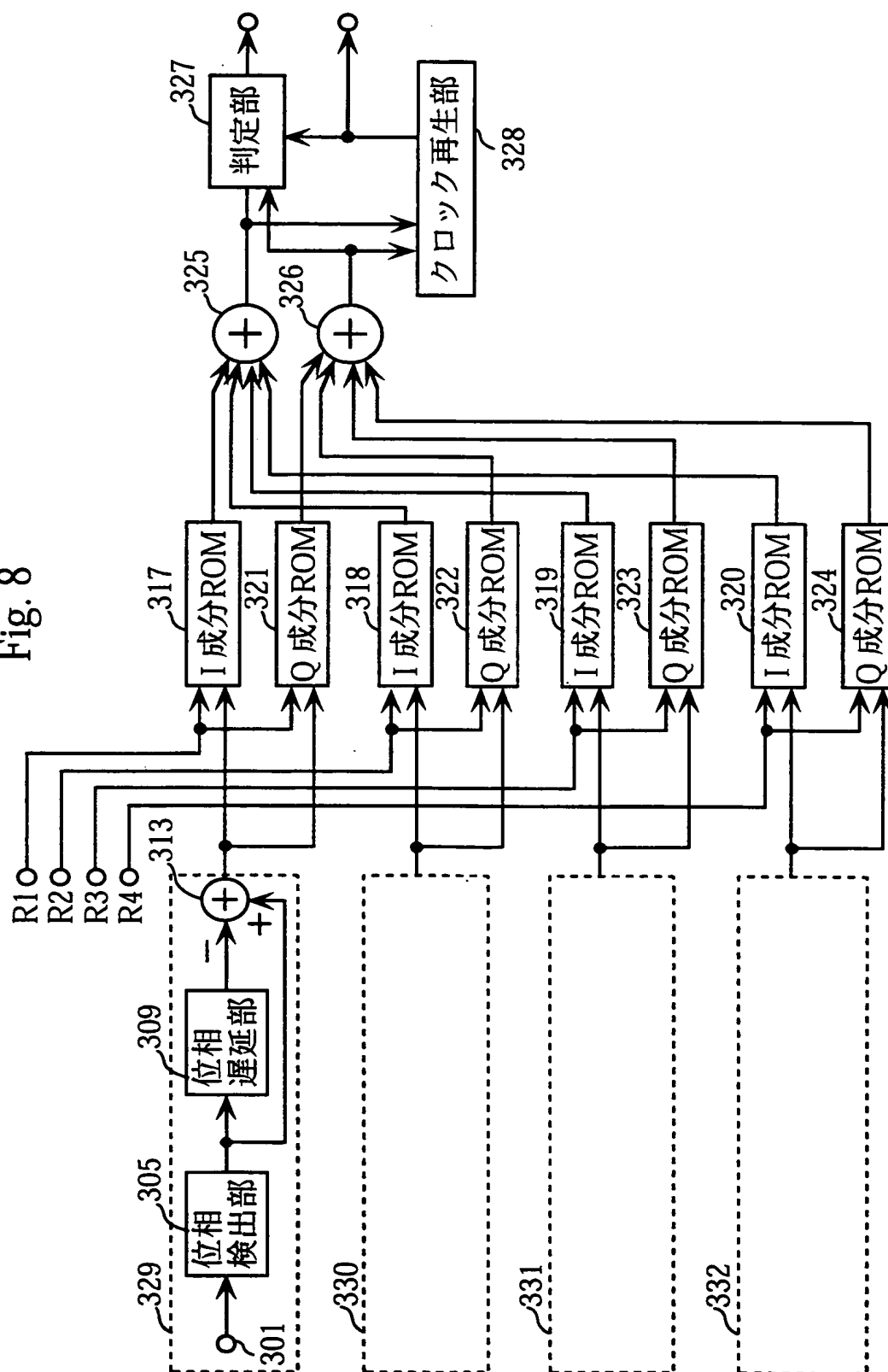


Fig. 7



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

Fig. 8



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP98/05941

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
Int.Cl<sup>6</sup> H04L27/22

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
Int.Cl<sup>6</sup> H04L27/00-27/38Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched  
Jitsuyo Shinan Koho 1926-1998  
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-1998

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
TA	JP, 11-32001, A (Sanyo Electric Co., Ltd.), 2 February, 1999 (02. 02. 99), Page 3, right column, lines 22 to 49 ; Fig. 1 (Family: none)	1-13
A	JP, 8-97804, A (Sanyo Electric Co., Ltd.), 12 April, 1996 (12. 04. 96), Page 3, right column, lines 6 to 40 ; Fig. 1 & EP, 683571, A3 & CA, 2149364, A & US, 5761252, A & CN, 1121664, A	1-13
A	JP, 7-307724, A (Sanyo Electric Co., Ltd.), 21 November, 1995 (21. 11. 95), Page 3, left column, line 40 to right column, line 18 ; Fig. 1 & EP, 683571, A3 & CA, 2149364, A & US, 5761252, A & CN, 1121664, A	1-13

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.
 ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search  
15 March, 1999 (15. 03. 99)Date of mailing of the international search report  
30 March, 1999 (30. 03. 99)Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP98/05941

## C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP, 9-214410, A (Mitsubishi Electric Corp.), 15 August, 1997 (15. 08. 97), Page 11, right column, lines 14 to 39 ; Fig. 1 & EP, 683571, A3 & CA, 2149364, A & US, 5761252, A & CN, 1121664, A	1-13
A	JP, 6-177806, A (Kokusai Electric Co., Ltd.), 24 June, 1994 (24. 06. 94), Page 3, left column, line 27 to right column, line 26 ; Fig. 1 (Family: none)	1-13

## 国際調査報告

国際出願番号 PCT/JP98/05941

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))  
Int. Cl.<sup>8</sup> H04L27/22

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))  
Int. Cl.<sup>8</sup> H04L27/00-27/38

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-1998  
日本国公開実用新案公報 1971-1998

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
TA	JP, 11-32001, A (三洋電機株式会社), 02. 2月. 1999 (02. 02. 99), 第3頁右欄第22行目-第49行 目, 第1図 (ファミリーなし)	1-13
A	JP, 8-97804, A (三洋電機株式会社), 12. 4月. 1 996 (12. 04. 96), 第3頁右欄第6行目-右欄第40行 目, 第1図&EP, 683571, A3&CA, 2149364, A&US, 5761252, A&CN, 1121664, A	1-13
A	JP, 7-307724, A (三洋電機株式会社), 21. 11 月. 1995 (21. 11. 95), 第3頁左欄第40行目-右欄 第18行目, 第1図&EP, 683571, A3&CA, 2149	1-13

☒ C欄の続きにも文献が列举されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

\* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの  
「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの  
「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)  
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献  
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

15. 03. 99

国際調査報告の発送日

30.03.99

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

北村 智彦

5K

9647

電話番号 03-3581-1101 内線 3556

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
	364, A&US, 5761252, A&CN, 1121664, A	
A	JP9-214410, A (三菱電機株式会社), 15. 8月. 1997 (15. 08. 97), 第11頁右欄第14行目-第39行目、第1図&EP, 683571A3&CA, 2149364, A&US, 5761252, A&CN, 1121664, A	1-13
A	JP, 6-177806, A (国際電気株式会社), 24. 6月. 1994 (24. 06. 94), 第3頁左欄第27行目-右欄第26行目、第1図 (ファミリーなし)	1-13